



ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ

(12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ

(52) СПК
H04B 1/10 (2018.08)

(21)(22) Заявка: 2017129215, 15.08.2017

(24) Дата начала отсчета срока действия патента:
15.08.2017

Дата регистрации:
25.12.2018

Приоритет(ы):

(22) Дата подачи заявки: 15.08.2017

(45) Опубликовано: 25.12.2018 Бюл. № 36

Адрес для переписки:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14, АО
"Концерн "Созвездие"

(72) Автор(ы):

Арсланов Халил Абдухалимович (RU),
Маковий Владимир Александрович (RU),
Чупеев Сергей Александрович (RU)

(73) Патентообладатель(и):

Акционерное общество "Концерн "Созвездие"
(RU)

(56) Список документов, цитированных в отчете
о поиске: МАКОВИЙ В.А. и др.

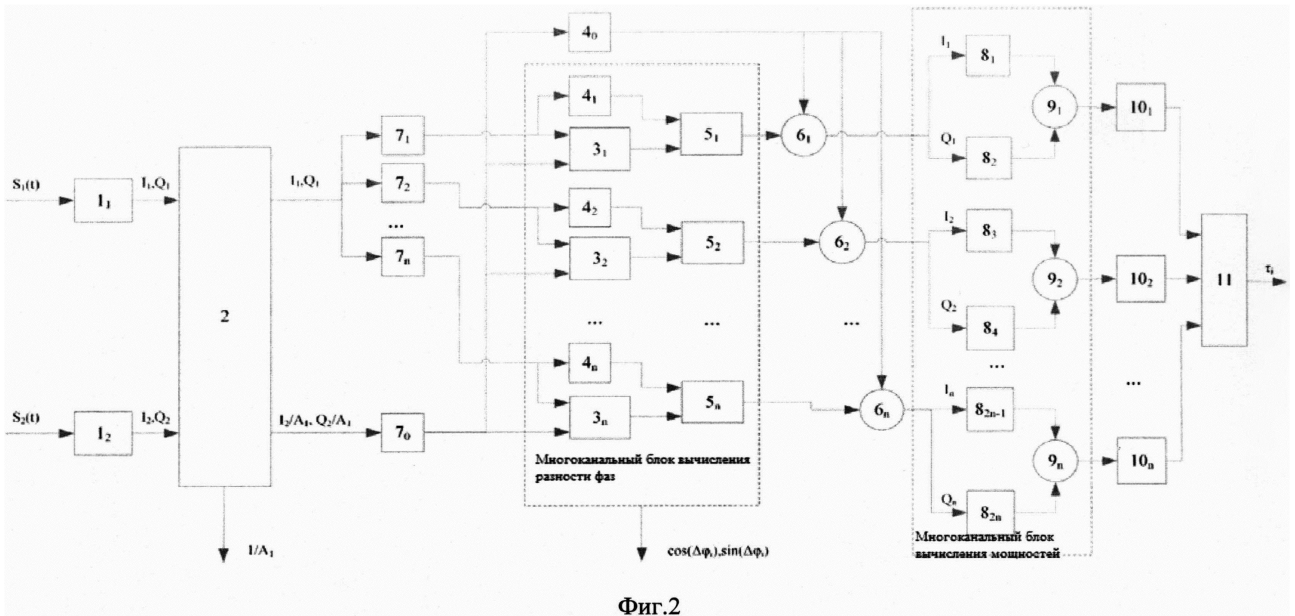
Адаптивный компенсатор помех для
пакетной радиостанции. Теория и техника
радиосвязи, 2017 г., #2, с. 115-118. RU 2115233
C1, 10.07.1998. RU 2282939 C1, 27.08.2006. RU
2118053 C1, 20.08.1998.

(54) Адаптивный компенсатор помех пакетной радиостанции

(57) Реферат:

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано для обеспечения приема в условиях действия мощных помех, занимающих всю полосу частот полезного сигнала при работе радиостанции в пакетном режиме либо в режиме с псевдослучайной перестройкой частоты (ППРЧ). Технический результат - повышение глубины компенсации помехи. Устройство состоит из двух блоков разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие 1_1 , 1_2 , блока выравнивания амплитуды сигналов 2, блока

вычисления разности фаз $3_1...3_n$, фильтра постоянной задержки 4_0 , фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз $4_1...4_n$, блоков поворота фазы $5_1...5_n$, блоков вычитания $6_1...6_n$, фильтров задержки $7_1...7_n$, фильтра с компенсирующей задержкой 7_0 , блоков возведения в квадрат 8_1-8_{2n} , суммирующих устройств $9_1...9_n$, фильтров нижних частот $10_1...10_n$, блока выбора минимального значения 11.4 ил.



Фиг.2

RU 2675789 C1

RU 2675789 C1



FEDERAL SERVICE
FOR INTELLECTUAL PROPERTY

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(52) CPC
H04B 1/10 (2018.08)

(21)(22) Application: **2017129215, 15.08.2017**

(24) Effective date for property rights:
15.08.2017

Registration date:
25.12.2018

Priority:

(22) Date of filing: **15.08.2017**

(45) Date of publication: **25.12.2018** Bull. № 36

Mail address:

**394018, g. Voronezh, ul. Plekhanovskaya, 14, AO
"Kontsern "Sozvezdie"**

(72) Inventor(s):

**Arslanov Khalil Abdukhalimovich (RU),
Makovij Vladimir Aleksandrovich (RU),
Chupeev Sergej Aleksandrovich (RU)**

(73) Proprietor(s):

**Aktsionernoe obshchestvo "Kontsern
"Sozvezdie" (RU)**

(54) **ADAPTIVE COMPENSATOR OF PACKET RADIATION INTERFERENCE**

(57) Abstract:

FIELD: radio engineering.

SUBSTANCE: invention relates to the field of radio engineering and can be used to provide reception in conditions of powerful interference, occupying the entire frequency band of the desired signal when the radio station is operating in batch mode or in the mode with pseudorandom hopping (PRH). Device consists of two blocks of decomposition of a real signal into quadrature components $1_1, 1_2$, the amplitude equalization unit of the signals 2, the unit calculating

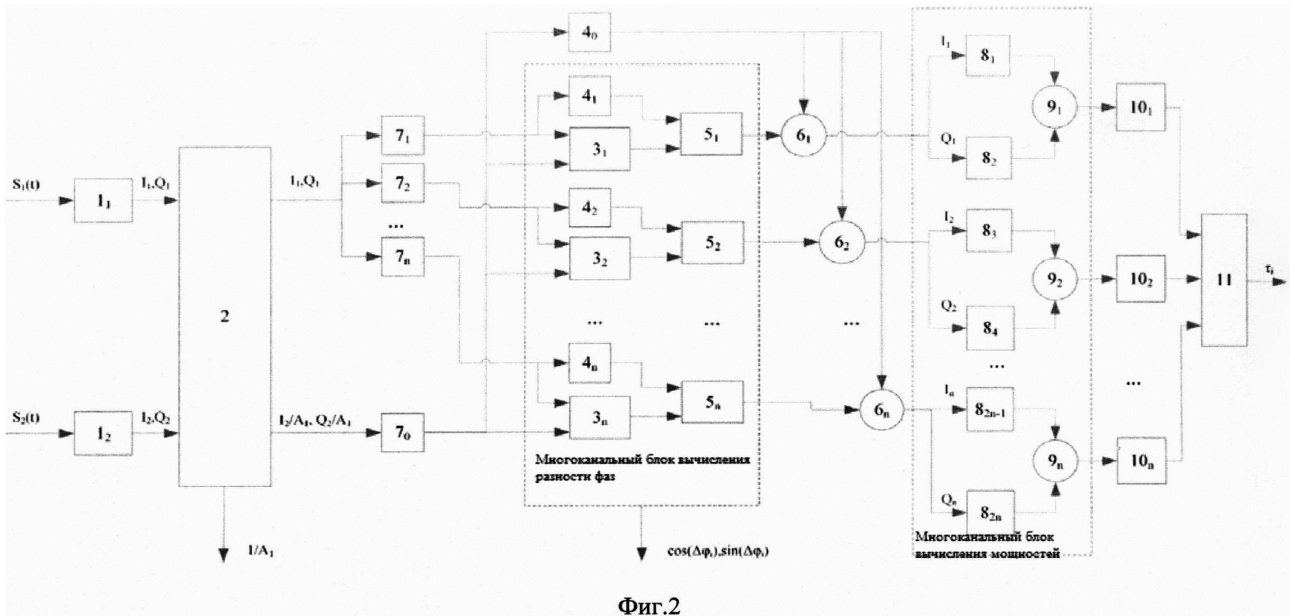
phase difference $3_1...3_n$, constant delay filter 4_0 , filters of a constant delay of the multi-channel unit for calculating the phase difference $4_1...4_n$, phase rotation blocks $5_1...5_n$, subtraction blocks $6_1...6_n$, delay filters $7_1...7_n$, filter with compensating delay 7_0 , squaring blocks 8_1-8_{2n} , totalizers $9_1...9_n$, low pass filters $10_1...10_n$, block select the minimum value of 11.

EFFECT: technical result is an increase in the depth of interference compensation.

1 cl, 4 dwg

RU 2 675 789 C1

RU 2 675 789 C1



Фиг.2

R U 2 6 7 5 7 8 9 C 1

R U 2 6 7 5 7 8 9 C 1

Изобретение относится к области радиотехники и может быть использовано для обеспечения приема в условиях действия мощных помех, занимающих всю полосу частот полезного сигнала, при работе радиостанции в пакетном режиме либо в режиме с псевдослучайной перестройкой частоты (ППРЧ).

5 В настоящее время все более остро стоит проблема обеспечения приема сигналов в условиях действия помех. Одним из известных подходов для решения данной проблемы является использование адаптивных компенсаторов помех. Известно устройство, выполняющее функции адаптивной компенсации помех [RU 2115233 C1, H04B 1/10, опубл. 10.07.1998]. В данном устройстве сигналы с двух входов выравниваются по амплитуде в двух нормирующих усилителях. Далее производится процедура ортогонализации сигналов, в результате получают два сигнала с одинаковой амплитудой и ортогональные друг другу. Для компенсации помехи оба сигнала еще раз поворачиваются по фазе относительно выходного сигнала и складываются. Однако при работе радиолинии с передачей широкополосных сигналов действующая помеха может перекрывать весь спектр сигнала. При этом известные адаптивные компенсаторы помех выполняют коррекцию амплитуд и фаз принимаемых сигналов таким образом, чтобы после их последующего суммирования происходила полная компенсация сигнала помехи. Однако при построении приемной системы с несколькими антенными входами принимаемые сигналы будут отличаться не только значениями амплитуд и начальных фаз, но и величиной задержек по времени. Как известно [Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для вузов. - 4-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1986. - 512 с. стр. 31], задержка сигнала по времени в спектральной области эквивалентна умножению спектра сигнала на величину:

$$25 \quad e^{j\omega t_0}, \quad (1)$$

где ω - частота;

t_0 - задержка по времени;

$$j = \sqrt{-1};$$

30 e - число Эйлера.

Таким образом, при большом значении t_0 в показателе степени (1) может происходить различный поворот фазы спектральных составляющих с различными частотами ω . Как следствие данного явления, глубокая компенсация помех только за счет коррекции амплитуды и фазы сигнала становится невозможной.

35 Известен адаптивный компенсатор помех [RU 2282939 C1, H04B 1/10, G01S 7/36, опубл. 27.08.2006 Бюл. №24], обеспечивающий эффективную компенсацию непрерывных узкополосных сигналов. В данном устройстве сигналы с двух входов выравниваются по амплитуде в двух нормирующих усилителях. Далее производится процедура ортогонализации сигналов, в результате получают два сигнала с одинаковой амплитудой и ортогональные друг другу. Для компенсации помехи оба сигнала еще раз поворачиваются по фазе относительно выходного сигнала и складываются. Кроме того, в устройстве используется амплитудный детектор, отключающий схему компенсации в момент, когда схема слежения подходит к «створу», что позволяет осуществлять прием без компенсации помехи в том случае, когда амплитуды и фазы полезного сигнала в обоих каналах равны. В данном изобретении компенсация помехи осуществляется за счет сигнала обратной связи и как следствие данная система обладает инерционностью, что и является недостатком данного устройства. Как следствие инерционности работы устройства, в начале приема короткого информационного

пакета происходит неполная компенсация помехи, что в свою очередь не позволяет осуществлять надежный прием пакета информации или сигналов ППРЧ.

Наиболее близким по технической сущности к предлагаемому является устройство, описанное в статье [Маковий В.А., Чупеев С.А. Адаптивный компенсатор помех для пакетной радиостанции. Теория и техника радиосвязи, 2017 г. №2, стр. 115-118], взятое за прототип. Схема устройства прототипа представлена на фиг. 1, где обозначено:

- 1₁, 1₂ - блоки разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие;
- 2 - блок выравнивания амплитуды сигналов;
- 3 - блок вычисления разности фаз;
- 4₁, 4₂ - фильтры постоянной задержки;
- 5 - блок поворота фазы;
- 6 - блок вычитания.

Устройство-прототип содержит блоки разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие 1₁ и 1₂, выходы которых соединены с первым и вторым входом блока выравнивания амплитуды 2, первый выход которого соединен с первым входом блока вычисления разности фаз 3 и входом фильтра постоянной задержки 4₁, выход которого соединен с первым входом блока поворота фаз 5, второй выход блока выравнивания амплитуды сигналов 2 соединен со вторым входом блока вычисления разности фаз 3 и фильтром постоянной задержки 4₂, выход которого соединен со вторым входом блока вычитания 6. Выход блока вычисления разности фаз 3 соединен со вторым входом блока поворота фазы 5, выход которого соединен с первым входом блока вычитания 6. В результате, с выхода блока выравнивания амплитуд 2 формируется сигнал коррекции амплитуды, с выхода блока вычисления разности фаз 3 - сигнал разности фаз.

Работает устройство-прототип следующим образом.

На входы устройства поступает два сигнала $S_1(t)$ и $S_2(t)$:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_1 \cdot \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot (t + \tau_1) + \varphi_1) \\ S_2(t) &= A_2 \cdot \sin(2\pi \cdot f_1 \cdot (t + \tau_2) + \varphi_2), \end{aligned} \quad (2)$$

где A_1, A_2 - амплитуды входных сигналов;

f_1 - частота входного сигнала;

φ_1, φ_2 - начальные фазы входных сигналов;

τ_1, τ_2 - задержка сигналов по времени.

Сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ отличаются друг от друга только значением амплитуд начальных фаз и временем задержки распространения сигнала. Это обусловлено неидентичностью амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и фазово-частотных характеристик (ФЧХ) каналов приема, а также задержкой сигнала в одном канале относительно другого. Далее производится разложение каждого сигнала на квадратуры, в результате получаем два квадратурных сигнала I_1, Q_1 и I_2, Q_2 . Для выравнивания амплитуд сигналов помехи, в каждом квадратурном канале осуществляется оценка мощности принимаемого сигнала помехи по формуле: $P=I^2+Q^2$. Затем, вычисляется отношение мощностей сигнала помех, принимаемых по обоим каналам. После чего, полученное отношение фильтруется в фильтре нижних частот с целью уменьшения влияния аддитивного гауссова шума. Далее производится извлечение квадратного корня, в результате чего получаем коэффициент, связывающий отношение амплитуд сигналов помех в обоих каналах приема. Для

коррекции амплитуд квадратурные составляющие сигнала второго канала умножаются на полученный коэффициент коррекции амплитуд. В результате проведенной обработки сигнала у обоих квадратурных сигналов будет одинаковая амплитуда, равная величине A_1 . Вышеперечисленные операции производятся в блоке коррекции амплитуды 2.

5 Данный блок имеет два квадратурных входа и два квадратурных выхода.

Для компенсации помехи также необходимо сформировать сигналы, поступающие с обоих приемных трактов в противофазе. Для решения этой задачи в блоке вычисления разности фаз 3 производится оценка косинуса и синуса разности фаз между двумя квадратурными каналами приема. Для этого сигнал со второго канала умножается на
10 одну из квадратурных составляющих сигнала первого канала, после чего фильтрами нижних частот фильтруются высокочастотные составляющие. Фактически производится оценка косинуса и синуса разности фаз принимаемого сигнала помехи по следующей формуле:

$$15 \quad \cos(\Delta\varphi) = (I_1 \cdot I_2) * h$$

$$\sin(\Delta\varphi) = (I_1 \cdot Q_2) * h, \quad (3)$$

где h - импульсная характеристика фильтра низких частот;

* - операция свертки;

20 $\Delta\varphi$ - разность начальных фаз;

I_1, I_2 - действительная часть сигналов первого и второго канала;

Q_2 - мнимая часть сигнал второго канала.

Вычисления, проводимые по ф. (3) производятся в блоке вычисления разности фаз 3. Данный блок имеет два квадратурных входа и один квадратурный выход.

25 Далее производим поворот квадратурных компонент по фазе, для чего умножаем квадратурные компоненты первого сигнала, задержанного в фильтре задержки 4₁, на разность фаз, полученную в блоке 3. Умножение производится по правилам умножения комплексных чисел по следующей формуле:

$$30 \quad I_1 = I_1 \cdot \cos(\Delta\varphi) - Q_1 \cdot \sin(\Delta\varphi)$$

$$Q_1 = Q_1 \cdot \cos(\Delta\varphi) + I_1 \cdot \sin(\Delta\varphi), \quad (4)$$

где I_1 - действительная часть сигнала первого канала;

Q_1 - мнимая часть сигнала первого канала.

35 Вычисления, проводимые по ф. (4), производятся в блоке поворота фазы 5. Данный блок имеет два квадратурных входа и один квадратурный выход.

В результате проведенных операций получаем два вектора сигнала помехи, представленных в виде квадратурных составляющих, имеющих одинаковую амплитуду и одинаковую фазу. Для выполнения компенсации помехи производим вычитание
40 одного вектора из другого. Для этого сигнал со второго выхода блока 2 задерживается в фильтре задержки 4₂ и вычитается из сигнала, повернутого по фазе в блоке поворота фазы 5.

Недостаток устройства-прототипа при работе с широкополосным сигналом: в случае
45 воздействия широкополосной помехи не полностью компенсируется сигнал помехи. Рассмотрим этот вопрос подробнее. Для примера проведем анализ работы устройства-прототипа в УКВ диапазоне частот (30...108 МГц) сигналом шириной спектра 1000 кГц. Предположим, что приемные антенны размещены на расстоянии 10 метров друг от друга. Максимальная задержка фронта при распространении на расстоянии 10

метров составит $\tau=3.3 \cdot 10^{-8}$ сек. В соответствии с формулой (1) отклонение фазы за счет задержки сигнала при отстройке по частоте на 1000 кГц составит $1,91^\circ$. Следовательно, уровень некомпенсированной помехи при отстройке по частоте на 1000 кГц будет соответствовать разности векторов с одинаковой амплитудой и повернутыми по фазе на угол ϕ . Используя правила геометрии, получаем:

$$2 \cdot \sin\left(\frac{L}{c} \cdot \frac{\partial F}{2}\right), \quad (5)$$

где L - разность расстояний, которую проходит принимаемый сигнал на выходах антенных входов;

∂F - отстройка по частоте;

c - скорость света.

Для определения отношения помеха/сигнал, при котором происходит уверенный прием информации с компенсацией помех, необходимо задать отношение сигнал/шум, при котором происходит уверенный прием полезной информации. Таким образом, получаем следующее соотношение, определяющее максимальное отношение помеха сигнал:

$$R = SNR - 20 \cdot \log\left(2 \cdot \sin\left(\frac{L}{c} \cdot \frac{\partial F}{2}\right)\right), \quad (6)$$

где R - глубина подавления помехи в дБ;

SNR - отношение сигнал/шум на входе приемного устройства, при котором обеспечивается устойчивый прием информации.

Задавшись значением $SNR=15$ дБ и проведя вычисления в соответствии с (6), получаем для нашего случая максимальное значение помеха/сигнал, при котором обеспечивается уверенный прием 14,5 дБ, что в ряде случаев является недостаточным для обеспечения надежной работы системы связи.

В заявляемом изобретении решается задача повышения качества приема сигналов в условиях действия помех за счет обеспечения глубокой компенсации широкополосной помехи.

Технический результат изобретения - достижение требуемого отношения помеха/сигнал, при котором обеспечивается прием полезного сигнала на уровне чувствительности приемника.

Для достижения технического результата в адаптивный компенсатор помех пакетной радиостанции, содержащий блоки разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие, входы которых являются входами устройства, а выходы соединены с входами блока выравнивания амплитуды сигналов, блок вычисления разности фаз, фильтры постоянной задержки, соединенные с последовательно расположенными блоком поворота фазы и блоком вычитания, согласно изобретению, в него введены n фильтров задержки, многоканальный блок вычисления разности фаз, включающий n фильтров постоянной задержки, n блоков вычисления разности фаз и n блоков поворота фазы, фильтр с компенсирующей задержкой, $n-1$ блок вычитания, многоканальный блок вычисления мощностей, включающий $2n$ блоков возведения в квадрат и n суммирующих устройств, соединенный с n фильтрами нижних частот, и блок выбора минимального значения, причем входы фильтров задержки соединены с первым выходом блока выравнивания амплитуды сигналов, а выходы соединены с входами фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз и первыми

входами блоков вычисления разности фаз, вход фильтра с компенсирующей задержкой соединен со вторым выходом блока выравнивания амплитуды сигналов, а выход соединен со вторыми входами n блоков вычисления разности фаз, с входами фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз и входом 5 фильтра постоянной задержки, соединенного выходом со вторыми входами блоков вычитания, первые входы которых соединены с выходами блоков поворота фазы, входы которых соединены с выходами блоков вычисления разности фаз и выходами фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз, при этом выход каждого блока вычитания соединен с входами двух блоков возведения в 10 квадрат, соответствующих первой и второй квадратуре сигнала, а выходы блоков возведения в квадрат попарно соединены с входами n суммирующих устройств, выходы которых соединены с входами фильтров нижних частот, подключенных выходами к входам блока выбора минимального значения.

Изобретение поясняется чертежами: на фиг. 1 представлена блок-схема устройства- 15 прототипа; на фиг. 2 - функциональная схема заявляемого устройства; на фиг. 3 схематично изображен процесс приема сигнала; на фиг. 4 - ФЧХ сигналов.

На функциональной схеме заявляемого устройства (фиг. 2) обозначено:

- 1₁, 1₂ - блоки разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие;
- 2 - блок выравнивания амплитуды сигналов;
- 20 3₁...3_n - n блоков вычисления разности фаз;
- 4₀ - фильтр постоянной задержки;
- 4₁...4_n - n фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз;
- 25 5₁...5_n - n блоков поворота фазы;
- 6₁...6_n - n блоков вычитания;
- 7₁...7_n - n фильтров задержки;
- 7₀ - фильтр с компенсирующей задержкой;
- 30 8₁...8_{2n} - $2n$ блоки возведения в квадрат;
- 9₁...9_n - n суммирующих устройств;
- 10₁...10_n - n фильтров нижних частот;
- 11 - блок выбора минимального значения.

Заявляемое устройство содержит блоки разложения вещественного сигнала на 35 квадратурные составляющие 1₁ и 1₂, выходы которых соединены с первым и вторым входом блока выравнивания амплитуды 2, первый выход которого соединен с входами фильтров задержки 7₁...7_n, второй выход блока выравнивания амплитуды сигналов 2 соединен с входом фильтра с компенсирующей задержкой 7₀. Выходы фильтров 40 задержки 7₁...7_n соединены с многоканальным блоком вычисления разности фаз, состоящим из фильтров постоянной задержки 4₁...4_n, блоков вычисления разности фаз и блоков поворота фазы. В частности, выходы фильтров задержки 7₁...7_n соединены с первыми входами блоков вычисления разности фаз 3₁...3_n, и входами фильтров 45 постоянной задержки 4₁...4_n, выходы которых соединены с первыми входами блоков поворота фазы 5₁...5_n. Выход фильтра с компенсирующей задержкой 7₀ соединен с входом фильтра постоянной задержки 4₀, выход которого соединен со вторыми входами

блоков вычитания $6_1 \dots 6_n$. Выходы блоков вычисления разности фаз $3_1 \dots 3_n$ соединены со вторыми входами блоков поворота фаз $5_1 \dots 5_n$, выходы которых соединены с первыми входами блоков вычитания $6_1 \dots 6_n$, выходы которых соединены с многоканальным блоком вычисления мощностей, состоящим из $2n$ блоков возведения в квадрат и n суммирующих устройств. В частности, каждый из квадратурных выходов соединен с входом блока возведения в квадрат $8_1 \dots 8_{2n}$, выходы которых попарно соединены с соответствующим первым и вторым входами суммирующих устройств $9_1 \dots 9_n$. Их выходы соединены с входами фильтров нижних частот $10_1 \dots 10_n$, подключенных к входам блока выбора минимального значения 11.

Заявляемое устройство работает следующим образом.

Перед началом приема пакета устройство производит обмер параметров помехи с целью получения коэффициентов коррекции амплитуды, косинуса и синуса разности фаз, а также необходимое время задержки сигнала в отсутствии полезного сигнала. Временная диаграмма работы устройства приведена на фиг. 3. Процесс получения коэффициентов коррекции амплитуды, косинуса и синуса разности фаз, а также необходимого времени задержки сигнала производится устройством, приведенным на фиг. 2 и заключается в выполнении блоками устройства следующих действий. Далее так же, как и в прототипе, сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с двух приемных трактов поступают на блоки разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие, с выходов которых получаем два квадратурных сигнала I_1, Q_1 и I_2, Q_2 . Далее, по аналогии с прототипом, в блоке 2 осуществляется выравнивание амплитуд квадратурных составляющих. В результате чего получаем два квадратурных сигнала с одинаковыми амплитудами. С выхода блока выравнивания амплитуды сигналов 2 сигнал поступает на n фильтров задержки. Каждый из них задерживает сигнал на некоторое время. Количество фильтров задержки n и величины задержек выбираются таким образом, чтобы сумма модулей разностей задержек в фильтрах задержки $7_1 \dots 7_n$ и в фильтре с компенсирующей задержкой 7_0 были равны двум величинам задержки сигнала между антеннами.

$$\frac{\sum_{i=1}^n |\tau_i - \tau_0|}{2} = \frac{L}{c}, \quad (7)$$

где τ_i - задержка сигнала в i -м фильтре 7_i ;

τ_0 - задержка сигнала в фильтре с компенсирующей задержкой;

L - расстояние между антеннами;

c - скорость света.

Величина n - выбирается исходя из необходимой глубины компенсации и ширины спектра полезного сигнала. Учитывая, что при прохождении сигнала через фильтры задержек $7_1 \dots 7_n$, в одном из фильтров будет происходить максимальная компенсация задержек между антеннами и трактами приема, а также учитывая соотношение (6), проведя элементарные преобразования, получим следующее соотношение для числа фильтров задержки n :

$$n = \frac{L \cdot \delta F}{4 \cdot c \cdot \arcsin \left(\frac{10^{\frac{SNR+R}{20}}}{2} \right)}, \quad (8)$$

где величины L , c , SNR , описаны выше.

Далее сигналы с фильтров задержки $7_1 \dots 7_n$ поступают на первые входы блоков вычисления разности фаз $3_1 \dots 3_n$, на вторые входы которых поступают сигналы с выхода фильтра с компенсирующей задержкой. В блоках вычисления разности фаз $3_1 \dots 3_n$ производится вычисление разности фаз между сигналами, имеющими различную задержку по времени. Каждое значение разности фаз поступает на соответствующий блок поворота фазы $5_1 \dots 5_n$. В блоках поворота фазы $5_1 \dots 5_n$ производятся повороты фазы сигнала первого канала $S_1(t)$. Для этого сигналы с выходов фильтров задержки $7_1 \dots 7_n$ дополнительно задерживаются в фильтрах постоянной задержки $4_1 \dots 4_n$ многоканального блока вычисления разности фаз с целью скомпенсировать задержку сигнала в блоках вычисления разности фаз $3_1 \dots 3_n$. После чего задержанные сигналы поступают на первые входы блоков поворота фазы, на вторые входы которых поступают сигналы с блока вычисления разности фаз. В результате чего на выходах блоков поворота фазы $5_1 \dots 5_n$ получаем n квадратурных сигналов I_1, Q_1 , повернутых по фазе так же, как и сигналы I_2, Q_2 . Далее в блоках вычитания $6_1 \dots 6_n$ вычисляется разность сигналов обоих каналов. Но учитывая, что сигналы имеют различную задержку по времени, на выходах блоков вычитания $6_1 \dots 6_n$ будет неполная компенсация помехи. При этом на выходе каждого из блоков вычитания $6_1 \dots 6_n$ она будет различна, поскольку при осуществлении задержки сигнала в фильтрах задержки $7_1 \dots 7_n$ фактически осуществляется компенсация задержек прихода сигнала одного канала относительно другого. При увеличении количества фильтров задержек n можно достичь необходимого значения коэффициента подавления помехи в адаптивном компенсаторе помех. Далее полученные разности сигналов поступают на блоки возведения в квадрат $8_1 \dots 8_{2n}$. При этом на вход каждого блока возведения в квадрат поступает одна из квадратурных компонент сигнала. В блоках возведения в квадрат $8_1 \dots 8_{2n}$ данные сигналы возводятся в квадрат, после чего попарно суммируются в n суммирующих устройствах $9_1 \dots 9_n$. При этом суммирование сигналов соответствующих квадратурных компонент производится попарно. Далее сигналы поступают на фильтры нижних частот $10_1 \dots 10_n$, в которых производится фильтрация высокочастотных составляющих. В результате проведенных операций получаем n сигналов, каждый из которых соответствует мощности не полностью компенсированной помехи при соответствующей компенсирующей задержке. Далее эти сигналы поступают на входы блока выбора минимального значения, в котором определяется номер фильтра задержки на выходе, которой достигается наибольшее значение компенсации сигнала. Таким образом, получаем необходимые для компенсации значения коэффициента коррекции амплитуды, косинуса и синуса разности фаз, а также значение задержки сигнала, обеспечивающие требуемую глубину компенсации помехи. Далее осуществляется прием синхропреамбулы, заголовка и информационной части пакета, при этом производится компенсация помехи полученными на фазе измерения коэффициентами коррекции.

Реализация блоков $1_1, 1_2, 2, 3_1 \dots 3_n, 4_0 \dots 4_n, 5_1 \dots 5_n, 6_1 \dots 6_n$ в заявляемом устройстве аналогична реализации соответствующих блоков $1_1, 1_2, 2, 3, 4_1, 4_2, 5, 6$ устройства-прототипа.

5 Реализация блоков $7_1 \dots 7_n$ и 7_0 , в зависимости от того, как будет реализовано устройство на практике, возможна различная. Для реализации в виде цифрового устройства, работающего с отсчетами сигнала на некоторой частоте дискретизации, фильтры задержек $7_1 \dots 7_n$ являются цифровыми фильтрами с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и должны обеспечивать задержку сигнала на рациональное
10 число отсчетов. Примеры реализации таких фильтров известны и описаны [Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб пособие. - 3-е изд. - СПб.: БВХ-Петербург, 2011. - 768 с. С ил. на стр. 282-285]. Реализация фильтра 7_0 возможна, как фильтр, и описано в книге [Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб пособие. - 3-е изд. - СПб.: БВХ-Петербург, 2011. - 768 с. С ил. на стр. 282].

15 Реализация блоков $9_1 \dots 9_n$ и блоков $8_1 \dots 8_n$ известна и фактически представляет собой выполнение арифметических операций. В зависимости от использования форматов цифровых чисел примеры реализации данных операций приведены в книге [Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А., Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. - СПб.: БВХ-Петербург, 2002. - 464 с.: ил. на стр. 175-192].

20 Реализация фильтров нижних частот $10_1 \dots 10_n$ известна и описана в книге [Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб пособие. - 3-е изд. - СПб.: БВХ-Петербург, 2011. - 768 с. С ил. на стр. 389-390].

25 Реализация блока выбора минимального значения 11 известна и приведена в книге [У. Титце, К. Шенк, Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. - М.: Мир, 1982. - 512 с., ил. на стр. 329-331].

Для доказательства эффективности работы заявляемого устройства рассмотрим более детально его работу. Рассмотрим ФЧХ сигналов, представленные на фиг. 4. Сплошной линией представлена ФЧХ исходного сигнала, пунктирной линией - ФЧХ
30 сигнала, повернутого по фазе входными цепями радиоприемного устройства (РПУ), штриховой - задержанного сигнала. При прохождении сигнала через входные цепи РПУ, во входных фильтрах производится поворот сигнала по фазе. Учитывая, что избирательная характеристика входных цепей РПУ более широкополосная, то все спектральные компоненты сигнала будут повернуты приблизительно на один и тот же
35 угол. В результате параллельного приема на два антенных входа, получаем практически параллельные линии фазового спектра сигнала. Также на входные сигналы будет действовать различная задержка по времени. Задержка по времени обусловлена расстоянием между антеннами, задержкой сигнала в фидерных трактах и фильтрах РПУ. Как было показано ранее, задержка сигнала по времени эквивалентна умножению

40 сигнала на коэффициент $e^{j\omega t_0}$ и, как следствие, меняется наклон ФЧХ, и имеет место набег фазы по частоте. При этом, чем более широкополосный будет сигнал и большая будет разница задержек сигнала в трактах приема, тем больший будет набег фазы. Коррекция фазы принимаемого сигнала при работе прототипа позволяет
45 перемещать ФЧХ вдоль оси ординат, не меняя наклона. Таким образом, устройство-прототип не позволяет полностью скомпенсировать сигнал помехи. Как было показано выше, в случае для сигнала шириной спектра 1000 кГц, расстояния между приемными антеннами 10 метров, глубины компенсации 50 дБ и необходимым отношении сигнал/шум 15 дБ отношение помеха/сигнал составляет всего 14.5 дБ. Для устранения данного

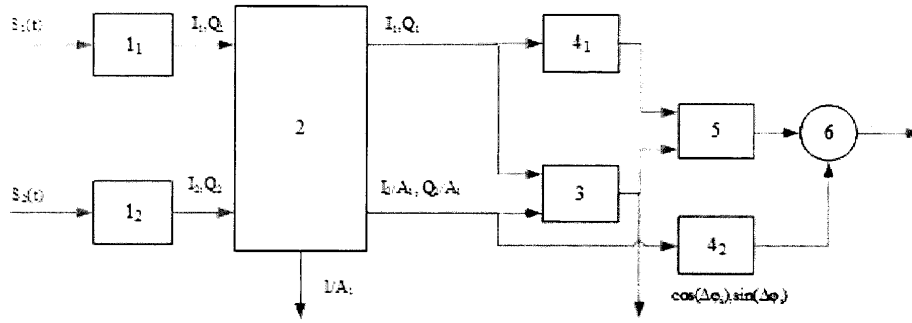
недостатка в заявляемое устройство добавлены фильтры задержек, которые осуществляют задержку сигнала одного из каналов приема на различное количество величин, при этом задержка сигнала другого канала задерживается на некоторое фиксированное значение. Далее производится компенсация по фазе так же, как и в прототипе, и ищется случай с наибольшим значением компенсации сигнала. Таким образом, глубина компенсации увеличивается. Задавшись необходимым значением глубины компенсации, по формуле (8) можно определить необходимое количество фильтров задержек n . Для вышеприведенного примера $n > 30$.

(57) Формула изобретения

Адаптивный компенсатор помех пакетной радиостанции, содержащий блоки разложения вещественного сигнала на квадратурные составляющие, входы которых являются входами устройства, а выходы соединены с входами блока выравнивания амплитуды сигналов, блок вычисления разности фаз, фильтры постоянной задержки, соединенные с последовательно расположенными блоком поворота фазы и блоком вычитания, отличающийся тем, что в него введены n фильтров задержки, многоканальный блок вычисления разности фаз, включающий n фильтров постоянной задержки, n блоков вычисления разности фаз и n блоков поворота фазы, фильтр с компенсирующей задержкой, $n-1$ блок вычитания, многоканальный блок вычисления мощностей, включающий $2n$ блоков возведения в квадрат и n суммирующих устройств, соединенный с n фильтрами нижних частот, и блок выбора минимального значения, причем входы фильтров задержки соединены с первым выходом блока выравнивания амплитуды сигналов, а выходы соединены с входами фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз и первыми входами блоков вычисления разности фаз, вход фильтра с компенсирующей задержкой соединен со вторым выходом блока выравнивания амплитуды сигналов, а выход соединен со вторыми входами n блоков вычисления разности фаз, с входами фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз и входом фильтра постоянной задержки, соединенного выходом со вторыми входами блоков вычитания, первые входы которых соединены с выходами блоков поворота фазы, входы которых соединены с выходами блоков вычисления разности фаз и выходами фильтров постоянной задержки многоканального блока вычисления разности фаз, при этом выход каждого блока вычитания соединен с входами двух блоков возведения в квадрат, соответствующих первой и второй квадратуре сигнала, а выходы блоков возведения в квадрат попарно соединены с входами n суммирующих устройств, выходы которых соединены с входами фильтров нижних частот, подключенных выходами к входам блока выбора минимального значения.

1

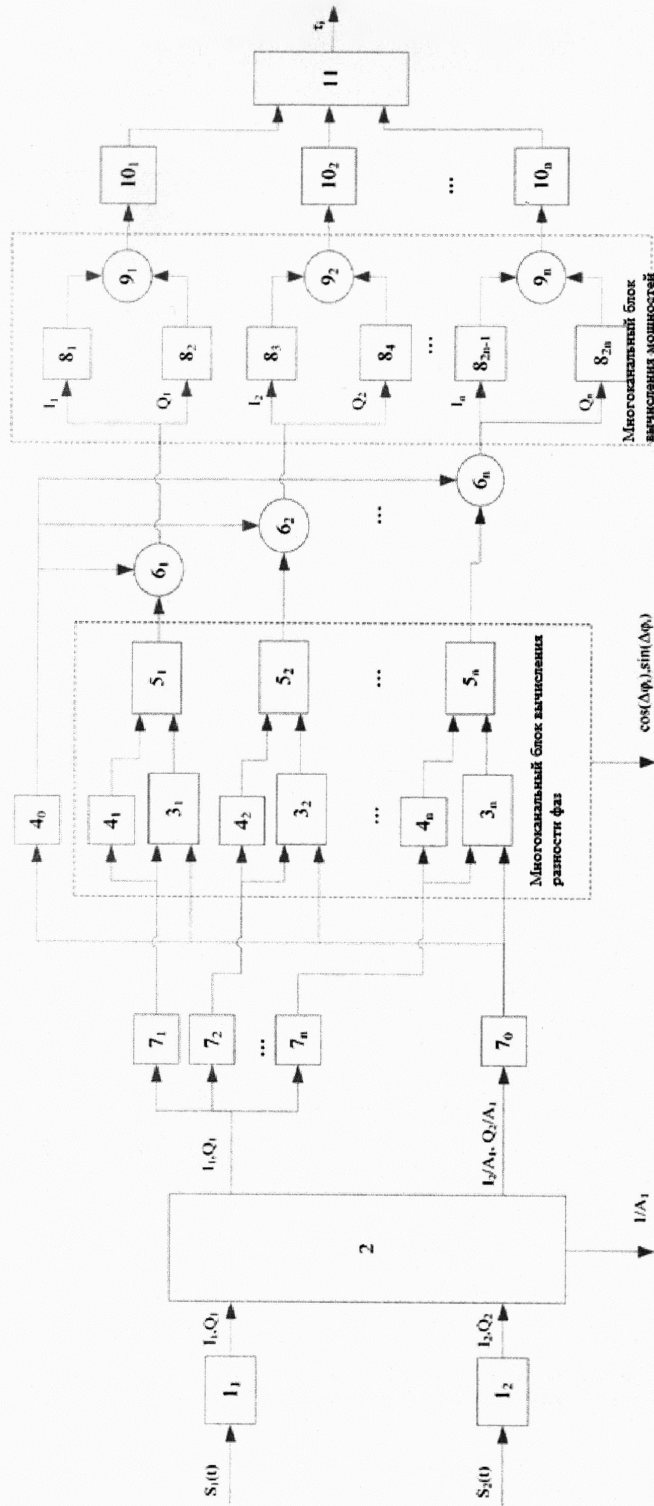
Адаптивный компенсатор помех пакетной радиостанции



Фиг. 1

2

Адаптивный компенсатор помех пакетной радиостанции

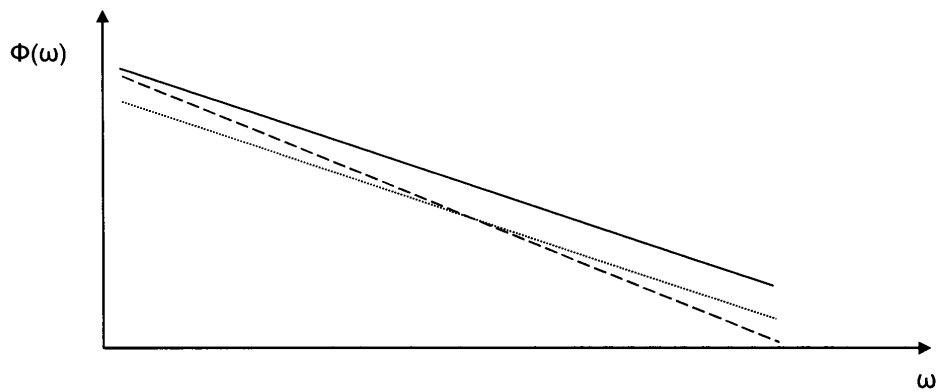


Фиг.2

Адаптивный компенсатор помех пакетной радиостанции

измерение	Синхросрезибула	Заголовок	Информационная часть
-----------	-----------------	-----------	----------------------

Фиг.3



Фиг.4